

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-119940
(P2001-119940A)

(43) 公開日 平成13年4月27日 (2001.4.27)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 2 M 3/28

識別記号

F I
H 0 2 M 3/28

テーマコード(参考)
H 5 H 7 3 0

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平11-293197
(22) 出願日 平成11年10月15日 (1999. 10. 15)

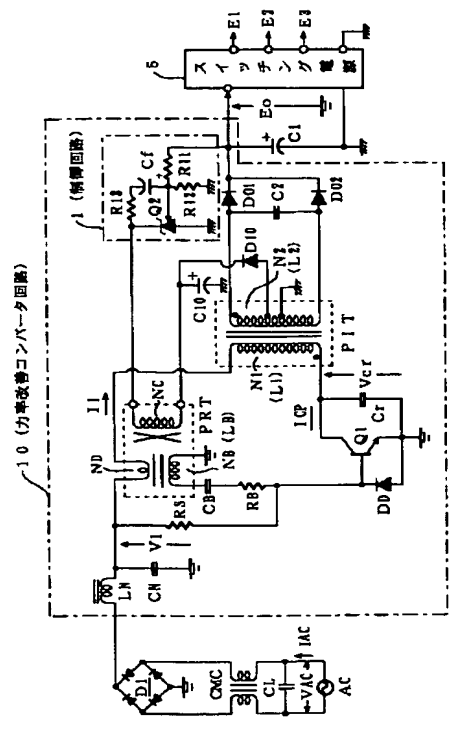
(71) 出願人 000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川6丁目7番35号
(72) 発明者 安村 昌之
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内
(74) 代理人 100086841
弁理士 脇 篤夫 (外1名)
Fターム(参考) 5H730 AA18 BB21 BB52 BB57 BB72
CC04 DD02 DD15 DD23 EE03
EE06 EE07 FD01 FG07 ZZ16

(54) 【発明の名称】 力率改善コンバータ回路

(57) 【要約】

【課題】 低コスト、小型化の実現、及び電力変換効率等の電気的特性が向上された力率改善コンバータの提供。

【解決手段】 力率改善コンバータ回路として複合共振コンバータを構成し、その制御手段を低速応答として二次側直流出力電圧の平均値が一定になるようにすることで、低コスト及び小型化を図り、また、電力変換効率等の電気的特性が向上された力率改善コンバータを実現する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を整流する整流手段と、
 疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、
 上記整流手段の出力をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に供給するようにされたスイッチング手段と、
 少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側共振回路と、
 上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、
 上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、
 上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング手段のスイッチング周波数を制御することで、二次側直流出力電圧の平均値が一定になるようにする制御手段と、
 を備えることを特徴とする力率改善コンバータ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はスイッチング電源回路の力率を改善するために設けられる力率改善コンバータ回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、高周波の比較的大きい電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源装置としては、大部分がスイッチング方式の電源装置になっている。スイッチング電源はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力の DC-DC コンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】 ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

【0004】 そこで、スイッチング電源回路において力率を改善する力率改善手段として、整流回路系において PWM 制御方式の昇圧型コンバータを設けて力率を 1 に近付ける、いわゆるアクティブフィルタを設ける方法が知られている。

【0005】 図 10 は、上記アクティブフィルタを備え

て力率改善を図るように構成されたスイッチング電源回路の一例を示す回路図とされる。この図に示す電源回路においては、商用交流電源 AC に対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとして、コモンモードチョークコイル CMC-1、CMC-2 とアクロスコンデンサ CL1、CL2 が設けられている。また突入電流制限抵抗 R_i が挿入される。

【0006】 商用交流電源 AC はブリッジ整流回路 D_i により全波整流される。この場合には、ブリッジ整流回路 D_i の整流出力ラインと、平滑回路である平滑コンデンサ C_i 間に対してアクティブフィルタ回路 20 が設けられて、後述するようにして力率改善を図る。

【0007】 スwitching電源部 5 は、平滑コンデンサ C_i の両端に得られる整流平滑電圧 E_i を入力してスイッチング動作を行い、二次側より直流出力電圧 E₁、E₂、E₃ を出力する DC-DC コンバータとされ、例えばこの場合には、PWM 方式により定電圧化制御を行うフライバック式あるいはフォワード式のスイッチングコンバータが備えられているものとされる。なお、この場合のアクティブフィルタ回路 20 は昇圧型とされるが、このアクティブフィルタ回路 20 により生成される直流電圧（整流平滑電圧 E_i）は、AC 100V 系～AC 200V 系の交流入力電圧レベルの変化に対して例えば約 380V で一定となるように制御される。

【0008】 次に、アクティブフィルタ回路 20 の構成について説明する。この図に示すアクティブフィルタ回路 20 においては、ブリッジ整流回路 D_i の正極出力ラインに対してチョークコイル CH の巻線 L_i と高速リカバリ型ダイオード D₁₂ が直列に接続されている。また正極出力ラインと一次側アース間にフィルタコンデンサ C_N が接続され、フィルタコンデンサ C_N とチョークコイル CH でノイズフィルタを形成する。このノイズフィルタによって、商用交流電源 AC に流れ込むスイッチングノイズなどの高調波ノイズを阻止するようにされている。

【0009】 ここで、チョークコイル CH の巻線 L_i は、後述するスイッチング素子 Q₂₀ のスイッチング期間に電流を負荷側（スイッチング電源部 5 側）に流し込むために、整流平滑電圧よりも高いレベルの電圧源あるいは電流源となるためのエネルギー蓄積手段として機能するインダクタンスとして挿入されている。また、高速リカバリ型ダイオード D₁₂ は、後述するようにしてスイッチング素子 Q₂₀ のスイッチング動作によって、整流出力ラインに高周波電流が流れることに対応して設けられるものとされる。

【0010】 上記チョークコイル CH の巻線 L_i 及び高速リカバリ型ダイオード D₁₂ を介して整流出力ラインに流れる整流電流は、平滑コンデンサ C_i に対して充電されて、この平滑コンデンサ C_i の両端に後段のスイッチング電源部 5 の動作電源となる整流平滑電圧 E_o を生成

する。

【0011】また、アクティブフィルタを形成する部品であるスイッチング素子Q20は、この場合には、例えば、MOS-FETトランジスタが用いられ、ドレインはチョークコイルCHの巻線L_iと高速リカバリ型ダイオードD12のアノードの接続点に対して接続され、ソースは突入電流制限抵抗R_{Di}を介して一次側アースに接地されている。このスイッチング素子Q20は、制御用IC（アクティブフィルタ制御回路）15内のドライブ回路からゲートに対してスイッチング駆動信号が供給されることによって、スイッチング動作が行われる。

【0012】制御用IC15は、この場合には力率を1に近付けるように力率改善を行うアクティブフィルタの動作を制御するもので、例えば1石の集積回路（IC）とされている。また、制御用IC15は起動回路3からの入力に基づいて、電源投入時にスイッチング素子Q20を駆動させる動作を開始する。なお、チョークコイルCHに巻装された巻線N5と整流ダイオードD7による半波整流回路の出力が起動回路3の動作電源として供給されている。

【0013】制御用IC15には、所要のスイッチング周波数を発生させる発振回路、上記発振周波数の信号を増幅してスイッチング素子Q20を駆動するためのゲート信号を生成するドライブ回路、上記ドライブ回路より出力されるスイッチング駆動信号についてPWM制御を行うPWM制御回路、及び、次に説明するフィードフォワード回路及びフィードバック回路の入力に基づいて乗算を行って、上記PWM制御回路の制御入力信号を生成する乗算器、電流制限回路等によって構成される。

【0014】この場合、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子に得られる信号が制御用IC15に入力され、これによって、交流入力電圧に対応するフィードフォワード回路が形成されている。また、フィードバック回路は平滑コンデンサC_iの両端電圧（整流平滑電圧）が制御用IC15に入力するようにして形成される。

【0015】上記のように構成されるアクティブフィルタによる力率改善動作の概略としては、次のようになる。例えば、制御用IC15ではフィードフォワード回路より入力された電圧値に基づいて交流入力電圧レベルを検出し、内部の乗算器に入力する。また、一方でフィードバック回路から入力された電圧値に基づいて整流平滑電圧の変動差分を検出する。制御用IC15では、この整流平滑電圧の変動差分に基づいて整流平滑電圧E_iの平均値を約360V～380Vの範囲で一定となるように制御すると共に、この整流平滑電圧の変動差分を内部の乗算器に入力する。そして、乗算器において、上記交流入力電圧レベルと整流平滑電圧の変動差分を乗算するが、この乗算結果によって例えば交流入力電圧V_{AC}と同一波形の電流指令値が生成される。そして、PWM制御回路では上記電流指令値と実際の交流入力電流レベル

を比較して、この差に応じたPWM信号を生成してドライブ回路に供給する。スイッチング素子Q20は、このPWM信号に基づくドライブ信号によってスイッチング駆動される。この結果、交流入力電流は交流入力電圧と同一波形となるように制御されて、力率がほぼ1に近付くようにして力率改善が図られることになる。この場合には、交流入力電圧変動あるいは負荷変動に対して、0.95～0.99程度の力率が得られるようにされる。また、この場合には、乗算器によって生成される電流指令値は、整流平滑電圧の変動差分に応じて振幅が変化するように制御されるため、整流平滑電圧の変動も抑制されることになる。

【0016】このようなアクティブフィルタ回路20の電流連続モードの動作波形を図11に示す。主スイッチング素子Q20と高速リカバリ型ダイオードD12は、図示する電流I_Q、電流I_Dから分かるようにPWM制御によるハードスイッチング動作である。交流入力電圧V_{AC}が低い領域では、Q20の導通角は拡大し、交流入力電圧V_{AC}の上昇に伴って導通角は縮小してインダクタンスL₁に流れる電流I₁を高周波でPWM制御することによって交流入力電流I_{AC}を正弦波化する。これにより、交流入力電圧V_{AC}や負荷電力P_Oの変動に対して力率を0.95～0.99の範囲内に向上している。電流連続モードは入力電圧（E_i）、直流出力電圧（E_o）およびインダクタ電流を検出し、直流出力電圧の安定化と交流入力電流I_{AC}の正弦波化の二つの制御を同時に行う必要がある。固定周波数制御ではスイッチ素子Q20に流れる電流のピーク値を検出する方法とインダクタンスL₁に流れる平均電流を検出する方法がある。いずれの場合も直流出力電圧E_oの安定化と交流入力電流I_{AC}の正弦波化を図るためには乗算器を必要としている。この乗算器は上述のように制御用IC15に内蔵されているが価格が高いものとなるという欠点がある。

【0017】また、このような昇圧形チョッパーによるアクティブフィルタ回路20は直流出力電圧E_oを入力電圧E_iに比べて高くする程、制御範囲が拡大するため直流出力電圧E_o=360～380Vの範囲に選定されるが、後段のスイッチング電源部5のスイッチング素子の耐圧の向上を図らねばならない。また、スイッチング素子からの高調波歪みレベルが高いため、スイッチング素子Q20と高速リカバリ型ダイオードD12には、実際にはフェライトビーズやRCスナバ回路の追加や交流入力ラインのコモンモードチョーク（CMC-2）やクロスコンデンサ（CL2）を追加して、2段のラインフィルタ回路としなければならない。

【0018】そこで、これらの欠点を改善したソフトスイッチング動作であるアクティブフィルタ回路がある。例えば図12に示したような直交形トランス（PRT）による自励発振形スイッチング周波数制御方式電流共振形コンバータによるアクティブフィルタ回路21で構成

した力率改善コンバータである。この図の場合、商用交流電源ACはブリッジ整流回路Diにより全波整流される。そして、ブリッジ整流回路Diの整流出力ラインと、平滑コンデンサCi間に対してアクティブフィルタ回路21が設けられて力率改善が図られる。

【0019】この場合、ハーフブリッジ構成の2組のスイッチング素子Q31、Q32が設けられ、スイッチング素子Q31のコレクターエミッタが整流出力ラインに挿入される。またスイッチング素子Q32のコレクタが整流出力ラインに接続される。

【0020】ドライブトランスPRT (Power Regulating Transformer) はスイッチング素子Q31、Q32を駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御する。このドライブトランスPRTの駆動巻線NB1は、スイッチング素子Q31のベースに接続される。また、駆動巻線NB2はスイッチング素子Q32のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。

【0021】絶縁コンバータトランスPIT (Power Isolation Transformer) は、スイッチング素子Q31、Q32のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、共振電流検出巻線NDを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、直列共振コンデンサC1に接続される。

【0022】この場合、上記直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

【0023】また、この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側では、二次巻線N2に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02及び平滑コンデンサCiを図のように接続することで全波整流回路が形成される。なお、この全波整流回路による直流出力電圧Eoは制御回路30に対しても入力される。制御回路30は、二次側の直流電圧出力Eoのレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより定電圧制御を行う。

【0024】このような力率改善コンバータ回路によれば、図13の動作波形に示す様に電流不連続モードであり、交流入力電圧VACが低い領域ではスイッチング周波数（fs）が低く制御され、交流入力電圧VACの上昇に伴ってスイッチング周波数fsが高く制御される。そして一次電流I1の平均値I1avが正弦波状の波形とな

り、交流入力電流IACが正弦波化され、同時に低速応答の制御回路30によって直流出力電圧Eoの平均値が一定に制御されることで、交流入力電圧VACや負荷電力Poの変動に対して0.90～0.98の力率が得られる。

【0025】次に図14もPRTによる自励発振形直列共振周波数制御方式電流共振形コンバータによるアクティブフィルタ回路22を示している。詳細な回路説明は省略するが、この場合はハーフブリッジ構成の2組のスイッチング素子Q31、Q32は、小型のE型フェライトによるコンバータドライブトランスCDTからの高周波の一定周期の自励発振周波数で交互にオン/オフのスイッチング動作を繰り返すことになる。

【0026】ドライブトランスPRTはスイッチング素子Q31、Q32のスイッチング出力を二次側に伝送する。このドライブトランスPRTの一次巻線N1の一端は、コンバータドライブトランスCDTの共振電流検出巻線NDを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、直列共振コンデンサC1に接続される。

【0027】この場合、上記直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含むドライブトランスPRTの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。また、ドライブトランスPRTの二次側では、二次巻線N2に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02及び平滑コンデンサCiを図のように接続することで全波整流回路が形成される。

【0028】ドライブトランスPRTは、制御巻線Ncと一次巻線N1、二次巻線N2が直交結合でそれぞれ絶縁距離を確保してフェライト磁芯に巻装されており、制御巻線Ncへの直流制御電流は、二次巻線N2から得られる直流出力電圧Eoの平均値が一定になるように制御回路30を介して制御する。

【0029】このような力率改善コンバータ回路によれば、図15の動作波形に示す様に、交流入力電圧VACが低い領域では共振コンデンサC2とドライブトランスPRTの一次巻線N1のインダクタンスによる直列共振周波数を高く制御し、交流入力電圧VACが高い領域では直列共振周波数を低く制御して力率を向上している。

【0030】これら図12、図14のようなソフトスイッチング動作によるアクティブフィルタ回路では、直流出力電圧Eoは一次巻線N1と二次巻線N2の巻数比の選定によって任意の電圧値を設定できる。また電源1次側とは絶縁されており、後段のスイッチング電源部は非

絶縁でよい。また、高調波歪みレベルが低く、低ノイズであり、コモンモードチョークコイルCMCとアクロスコンデンサCLは1段で可能である。しかしながら、いずれの方式もハーフブリッジ結合の電流共振形コンバータで構成されているため構成部品点数が多い。また2石のスイッチングトランジスタQ31、Q32の高調波歪みは図10の昇圧チョッパ方式より低レベルであるが、ノイズが増加する欠点がある。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】従って、これらの各種の力率改善コンバータ回路では、次のような問題があげられる。上述のように 電子機器の力率改善の従来技術としてはアクティブフィルタ回路によって交流入力電圧や負荷の変動に対して力率を0.95~0.99に保持する手段があるが、この方式は図10のようにPWM制御方式の昇圧形チョッパ回路が一般的であり、インダクタ電流を高周波で制御することにより、交流入力電流を正弦波化している。この制御にはインダクタ電流が連続して流れる電流連続モードと電流が一旦0に戻る不連続モードがあるが、いずれの場合も次の問題がある。

【0032】・リードスイッチング動作であるためスイッチ素子からノイズが発生し、高調波歪みレベルが多いため家電機器では採用が不可能である。

・直流出力電圧は50Hzのリプル成分が重畳した360~380Vが選定されるが、後段のスイッチング電源のスイッチ素子の耐圧アップをはからなければならない。

・高調波歪み対策部品が増加し、構成部品点数が多く、またそれに伴ってコストが上昇する。

【0033】そこで、上記図12、図14のようなソフトスイッチング動作である電流共振形コンバータによるアクティブフィルタが開発され、スイッチング周波数制御方式や直列共振周波数制御方式によって絶縁形、低ノイズの特長で構成されているが、これらについては次のような問題がある。

・スイッチ素子が2石必要であり構成部品点数が多い。
・高調波歪みレベルが昇圧形チョッパ回路より低いが、ノイズが増加する。

【0034】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明は上記した問題点を考慮して、低コストで小型化を図ることが可能とされ、また、電力変換効率等の電気的特性が向上された力率改善コンバータを提供することを目的とする。

【0035】このため、本発明の力率改善コンバータ回路は、商用交流電源を整流する整流手段と、疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、上記整流手段の出力をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に供給するようにされたスイッチング手段

と、少なくとも上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側共振回路と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング手段のスイッチング周波数を制御することで、二次側直流出力電圧の平均値が一定になるようにする制御手段と、を設けるようにする。

【0036】この場合、上記制御手段が二次側直流出力電圧のレベルに対して低速応答として上記スイッチング手段のスイッチング周波数を制御することで、二次側直流出力電圧の平均値が一定となるようにできるとともに、電圧共振形コンバータによるスイッチング出力を整流経路に帰還して力率改善を図るようにされるため回路構成は簡略となる。

【0037】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の一実施の形態としての力率改善コンバータ回路を備えて構成されるスイッチング電源回路の構成を示す回路図とされる。この図に示す電源回路においては、商用交流電源ACに対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとして、コモンモードチョークコイルCMCとアクロスコンデンサCLが設けられている。

【0038】商用交流電源ACはブリッジ整流回路Diにより全波整流される。この場合には、ブリッジ整流回路Diの整流出力ラインと、平滑回路である平滑コンデンサCi間に対して力率改善コンバータ回路10が設けられて力率改善が図られる。

【0039】スイッチング電源部5は、平滑コンデンサCiの両端に得られる整流平滑電圧Eiを入力してスイッチング動作を行い、二次側より直流出力電圧E1、E2、E3を出力するDC-DCコンバータとされ、例えばこの場合には、PWM方式により定電圧化制御を行うフライバック式あるいはフォワード式のスイッチングコンバータが備えられているものとされる。

【0040】力率改善コンバータ回路10においては、ブリッジ整流回路Diの正極出力ラインに対してフィルタチョークコイルLNが直列に接続されている。また正極出力ラインと一次側アース間にフィルタコンデンサCNが接続され、フィルタコンデンサCNとフィルタチョークコイルLNでノーマルモードのノイズフィルタを形成する。このノイズフィルタによって、商用交流電源ACに流れ込むスイッチングノイズなどの高調波ノイズを阻

止するようにされている。

【0041】この力率改善コンバータ回路10は直交型制御トランスPRTによる自励共振形スイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータ回路によるアクティブフィルタとされるものである。すなわち絶縁コンバータトランスPITの一次側には、電圧共振形のスイッチングコンバータ（電圧共振型コンバータ）が設けられ、また二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。

【0042】まず一次側の電圧共振形コンバータは、1石のスイッチング素子Q1を備えた自励式の構成を採っている。この場合、スイッチング素子Q1には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。スイッチング素子Q1のベースは、起動抵抗RSを介してブリッジ整流回路Diの正極出力ラインに接続されて、起動時のベース電流が整流ラインから得られるようにしている。また、スイッチング素子Q1のベースと一次側アース間には駆動巻線NB、共振コンデンサCB、ベース電流制限抵抗RBの直列接続回路よりなる自励共振駆動用の共振回路（自励共振駆動回路）が接続される。また、スイッチング素子Q1のベースと1次側アース間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q1のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされている。スイッチング素子Q1のコレクタは、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に接続される。スイッチング素子Q1のエミッタは一次側アースに接地される。

【0043】また、上記スイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間に対しては、並列共振コンデンサCrが接続されている。この並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンスL1とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そして、ここでは詳しい説明を省略するが、スイッチング素子Q1のオフ時には、この並列共振回路の作用によって共振コンデンサCrの両端電圧は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0044】この図に示す直交型制御トランスPRTは、検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交型トランスPRTは、スイッチング素子Q1を駆動すると共に、後述するように直流出力電圧Eoの平均値が一定になるようにスイッチング周波数を可変制御するために設けられる。この直交型制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線N

D、駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0045】この場合、直交型制御トランスPRT（周波数可変手段）の検出巻線NDは、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と直列に接続されていることで、スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1を介して検出巻線NDに伝達される。直交型制御トランスPRTにおいては、検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに励起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励共振駆動回路を形成する直列共振回路（NB、CB）からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路（NB、CB）の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0046】絶縁コンバータトランスPITは、図2に示すように、例えばフェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたE型コアが備えられ、このE型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と二次巻線N2をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップGは、E型コアCR1、CR2の中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短く形成することで形成することが出来る。また、結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0047】上記絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、他端側は検出巻線NDと接続されている。

【0048】絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線N1により誘起された交番電圧が二次巻線N2に発生する。この場合、二次巻線N2に対しては、二次側並列共振コンデンサC2が並列に接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N2に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0049】即ち、この力率改善コンバータ回路10では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」と

もいうことにする。

【0050】この場合、上記ようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、二次巻線N2に対してタップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02及び平滑コンデンサC_iを図のように接続することで、全波整流回路が形成される。この全波整流回路は直流出力電圧E_oを生成し、後段のスイッチング電源部5に供給する。なお、この場合には、直流出力電圧E_oは制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E_oを検出電圧として利用し、例えば二次側の直流電圧出力E_oのレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給する。

【0051】ところで、絶縁コンバータトランスPITにおいては、一次巻線N1、二次巻線N2の極性(巻方向)と整流ダイオードD0(D01、D02)の接続との関係によって、一次巻線N1のインダクタンスL1と二次巻線N2のインダクタンスL2との相互インダクタンスMについて、+Mとなる場合と-Mとなる場合とがある。例えば、図3(a)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは+M(加極性:フォワード方式)となり、図3(b)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは-M(減極性:フライバック方式)となる。これを、図1に示す力率改善コンバータ回路10の二次側の動作に対応させてみると、例えば二次巻線N2に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオードD01に整流電流が流れる動作は、+Mの動作モード(フォワード方式)とみることができ、逆に、二次巻線N2に得られる交番電圧が負極性のときに整流ダイオードD02に整流電流が流れる動作は、-Mの動作モード(フライバック方式)であるとみることができる。即ち、この電源回路では、二次巻線に得られる交番電圧が正/負となるごとに、相互インダクタンスが+M/-Mのモードで動作することになる。

【0052】制御回路1では、二次側直流出力電圧レベル(E_o)の変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流(直流電流)レベルを可変することで、直交型制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NBのインダクタンスL_Bを可変制御する。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスL_Bを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励発振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧E_oを安定化する作用を有する。

【0053】ここで制御回路1は、図示するように抵抗R11、R12、R13、シャントレギュレータQ2、コンデンサC_fによるレギュレータ回路として構成されている。

【0054】このような力率改善コンバータ回路10においては、一次電流I₁を電流連続モードでスイッチン

グ動作させるとともに二次側の平滑コンデンサC_iの静電容量を大容量化し、さらに制御回路1におけるコンデンサC_fの静電容量を増加して100Hz成分のリップル電圧に対して応答しない低速応答とすれば、図4に示すような動作波形が得られることになる。図4には交流入力電圧V_{AC}、交流入力電流I_{AC}、整流ラインの電圧V₁、一次電流I₁、直流出力電圧E_oが示されている。図から分かるように直流出力電圧E_oはその平均値が一定となる。

【0055】図5は交流入力電圧V_{AC}がピーク値となる図4のa時点の交流入力電流I_{AC}、共振電流I_{cp}、共振電圧V_{cr}の動作波形図であり、この場合スイッチング素子Q1のスイッチング周波数f_s=200KHzである。また図6は交流入力電圧V_{AC}が低い図4のb時点の交流入力電流I_{AC}、共振電流I_{cp}、共振電圧V_{cr}の動作波形図であり、この場合スイッチング素子Q1のスイッチング周波数f_s=100KHzである。

【0056】本例の力率改善コンバータ回路10について、フィルタチョークコイルL_N=100μH、フィルタコンデンサC_N=1μF、平滑コンデンサC_i=1000μF、コンデンサC_f=33μF、共振コンデンサC_r=3300pFとした場合の、交流入力電圧V_{AC}と負荷電力P_oの変動に対する力率P_Fの変化特性を図7、図8に示した。交流入力電圧V_{AC}=100Vの状態では、図7に示すように、負荷電力P_o=140W~20Wという負荷変動に対して、力率P_Fはほぼ0.98~0.90の範囲となり、十分な力率が得られるものとなった。また図8に示すように、交流入力電圧V_{AC}=80V~140Vの範囲に変動に対して、負荷電力P_o=140W~20Wの各条件下で、それぞれほぼ一定の力率が得られた。

【0057】このように、本実施の形態の力率改善コンバータ回路10によれば、交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持できる。そしてスイッチング素子が1石の電圧共振形コンバータによるアクティブフィルタであるため、回路構成が簡単であり、部品点数の削減、コストダウンを実現できる。また図12、図14に示したような2石のハーフブリッジ結合電流共振形コンバータの場合と比較してさらに高調波歪みレベルを低いものとすることができ、ノイズを低減できる。また図10のようなハードスイッチング動作のアクティブフィルタは高調波歪みレベルが大きくまた構成部品点数が多くて高価格となったが、本例の場合はこれらの点が解決されることにより、事務機器や情報機器に限定されず、家電機器、照明機器など、広い範囲で適用できるものとなる。また本例では直流出力電圧が絶縁されているため、後段のスイッチング電源部5は非絶縁でよいという利点も得られる。

【0058】続いて図9により本発明の第2の実施の形態を説明する。この図9は、本発明の第2の実施の形態

としての力率改善コンバータ回路11の構成を示す回路図である。なお、この図において図1と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。また、この図に示される絶縁コンバータトランスPITとしては、先に図2に示したのと同様の構造を有しているものとされる。

【0059】この場合、スイッチング素子Q10として、バイポーラトランジスタ(BJT)Q11、Q12、ダンパダイオードDD1、DD2、抵抗R11、R12を図のように接続して形成されるダーリントン回路が備えられる。このダーリントン回路の接続形態としては、トランジスタQ11のコレクタとトランジスタQ12のコレクタを接続し、トランジスタQ11のエミッタをトランジスタQ12のベースと接続し、トランジスタQ12のエミッタをアースに接地している。また、ダンパダイオードDD1のアノードをトランジスタQ11のエミッタと接続し、ダンパダイオードDD1のカソードをトランジスタQ11のベースに接続している。ダンパダイオードDD2のアノードは、トランジスタQ12のエミッタに接続され、カソードはトランジスタQ12のコレクタに接続されている。抵抗R12は、トランジスタQ12のベース-エミッタ間に対し

て並列に接続されている。

【0060】このようにして形成したダーリントン回路においては、トランジスタQ11のベースが先の実施の形態に示したスイッチング素子Q1のベースと等価となり、トランジスタQ11、Q12のコレクタ接点スイッチング素子Q1のコレクタと等価となる。また、トランジスタQ12のエミッタがスイッチング素子Q1のエミッタと等価となる。

【0061】また、この場合には、スイッチング素子を自励式により駆動するための自励発振回路は省略され、代わりに発振・ドライブ回路2を備えた、他励式によるスイッチング駆動が行われる構成を採る。このため、本実施の形態においては、絶縁コンバータトランスPITにおいて巻線N4が設けられる。そして、巻線N4、整流ダイオードD2、コンデンサC3から成る半波整流回路が形成される。この場合、起動回路3は、上記半波整流回路により得られた起動時の電圧によって、発振・ドライブ回路2を起動させるための動作を実行するようにされている。

【0062】発振・ドライブ回路2は、所要のスイッチング周波数 f_s (例えば $f_s=100\text{KHz}$)を有する周期の発振信号を生成する。そして上記発振信号をスイッチング周期ごとに正(オン)/負(オフ)となるスイッチング駆動電流に変換してスイッチング素子Q10のベース端子に出力する。これによりスイッチング素子Q10は所要のスイッチング周波数でもってスイッチング動作を行うように駆動される。本実施の形態のように、スイッチング素子Q10についてダーリントン回路を採用した場合には、例えばスイッチング素子Q10が1石のバイポーラトランジスタとされる場合よりも更に高い電力変換

効率が得られることになる。

【0063】またスイッチング素子Q10に対して並列共振コンデンサ C_r が接続される。この並列共振コンデンサ C_r のキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンス L_1 とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路が形成される。

【0064】絶縁コンバータトランスPITの二次側においては、二次巻線N2の一端は二次側アースに接続され、他端は直列共振コンデンサ C_{s1} の直列接続を介して整流ダイオードD01のアノードと整流ダイオードD02のカソードの接続点に対して接続される。整流ダイオードD01のカソードは平滑コンデンサ C_01 の正極と接続され、整流ダイオードD02のアノードは二次側アースに対して接続される。平滑コンデンサ C_i の負極側は二次側アースに対して接続される。

【0065】このような接続形態では、直列共振コンデンサ C_{s1} 、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサ C_i から成る倍電圧全波整流回路が設けられることになる。ここで、直列共振コンデンサ C_{s1} は、自身のキャパシタンスと二次巻線N2の漏洩インダクタンス成分とによって、整流ダイオードD01、D02のオン/オフ動作に対応する直列共振回路を形成する。即ち、この実施の形態の力率改善コンバータ回路11も、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には、倍電圧全波整流動作を得るための直列共振回路が備えられた複合共振形スイッチングコンバータの構成を採る。

【0066】ここで、上記直列共振コンデンサ C_{s1} 、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサ C_i による倍電圧全波整流動作としては次のようになる。一次側のスイッチング動作により一次巻線N1にスイッチング出力が得られると、このスイッチング出力は二次巻線N2に励起される。そして、整流ダイオードD01がオフとなり、整流ダイオードD02がオンとなる期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンス M)が $-M$ となる減極性モードで動作して、二次巻線N2の漏洩インダクタンスと直列共振コンデンサ C_{s1} による直列共振作用によって、整流ダイオードD02により整流した整流電流 I_{C2} を直列共振コンデンサ C_{s1} に対して充電する動作が得られる。そして、整流ダイオードD02がオフとなり、整流ダイオードD01がオンとなって整流動作を行う期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンス M)が $+M$ となる加極性モードとなり、二次巻線N2に誘起された電圧に直列共振コンデンサ C_{s1} の電位が加わるという直列共振が生じる状態で平滑コンデンサ C_01 に対して充電が行われる動作となる。上記のようにして、加極性モード($+M$; フォワード動作)と減極性モード($-M$; フライバック動作)との両者のモードを利用して整流動作が

行われることで、平滑コンデンサC01においては、二次巻線N2の誘起電圧のほぼ2倍に対応する直流出力電圧E01が得られる。

【0067】上記構成によると、二次側では相互インダクタンスが+Mと-Mの動作モードとなる状態を利用して、倍電圧全波整流を行うことで二次側直流出力電圧を得るようにしており、つまり、一次側の共振作用と二次側の共振作用とによる電磁エネルギーが同時に負荷側に供給されるようにしているため、それだけ負荷側に供給される電力も更に増加して、最大負荷電力の大幅な増加が図られることになる。

【0068】また、倍電圧全波整流回路によって二次側直流出力電圧を得るようにしていることで、例えば等倍電圧整流回路によって得られる二次側直流出力電圧と同等のレベルを得ようとすれば、本実施の形態の二次巻線N2としては、従来の1/2の巻数で済むことになる。この巻数の削減は、絶縁コンバータトランスPITの小型軽量化、及び低コスト化につながる。

【0069】この図9のような構成の力率改善コンバータ回路11によっても、制御回路1を低速応答とすれば、上記図1の例と同じく、交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持できる。そして同時に、簡単な回路構成であることによる部品点数の削減、コストダウンを実現でき、さらに高調波歪みレベルを低いものとすることができる。またこの場合も、直流出力電圧が絶縁されているため、後段のスイッチング電源部5は非絶縁でよいという利点も得られる。

【0070】以上、実施の形態について説明してきたが、本発明はさらに多様な変形例が考えられる。例えば本出願人は、複合共振形スイッチングコンバータとして、二次側直列共振回路を利用した4倍電圧整流回路を備えた構成も既に提案しているが、このような構成も本実施の形態の変形例として成立し得る。つまり、本実施の形態としては二次側の共振回路及び整流回路の構成として特に限定されるものではない。

【0071】

【発明の効果】以上の説明から分かるように本発明では、複合共振形コンバータを構成し、その制御手段を低速応答として二次側直流出力電圧の平均値が一定になるようにすることで、低コスト及び小型化を図ることが可能とされ、また、電力変換効率等の電気的特性が向上された力率改善コンバータを実現できるという効果がある。そしてこれによって実用上、多様な機器に搭載できることになる。また高調波歪みレベルを低いものとする

ことができ、ノイズを低減できる。さらに、力率改善コンバータ回路の二次側の直流出力電圧が絶縁されているため、後段のスイッチング電源部は非絶縁でよいという利点も得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の力率改善コンバータ回路の構成を示す回路図である。

【図2】本実施の形態に採用される絶縁コンバータトランスの構造を示す側断面図である。

10 【図3】相互インダクタンスが+M/-Mの場合の各動作を示す説明図である。

【図4】第1の実施の形態の力率改善コンバータ回路の動作を示す波形図である。

【図5】第1の実施の形態の力率改善コンバータ回路の動作を示す波形図である。

【図6】第1の実施の形態の力率改善コンバータ回路の動作を示す波形図である。

【図7】第1の実施の形態のスイッチング電源回路についての負荷電力と力率との関係を示す特性図である。

20 【図8】第1の実施の形態のスイッチング電源回路についての交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図9】第2の実施の形態の力率改善コンバータ回路の構成を示す回路図である。

【図10】先行技術の力率改善アクティブフィルタを示す回路図である。

【図11】先行技術の力率改善アクティブフィルタの動作波形の説明図である。

30 【図12】先行技術の力率改善アクティブフィルタを示す回路図である。

【図13】先行技術の力率改善アクティブフィルタの動作波形の説明図である。

【図14】先行技術の力率改善アクティブフィルタを示す回路図である。

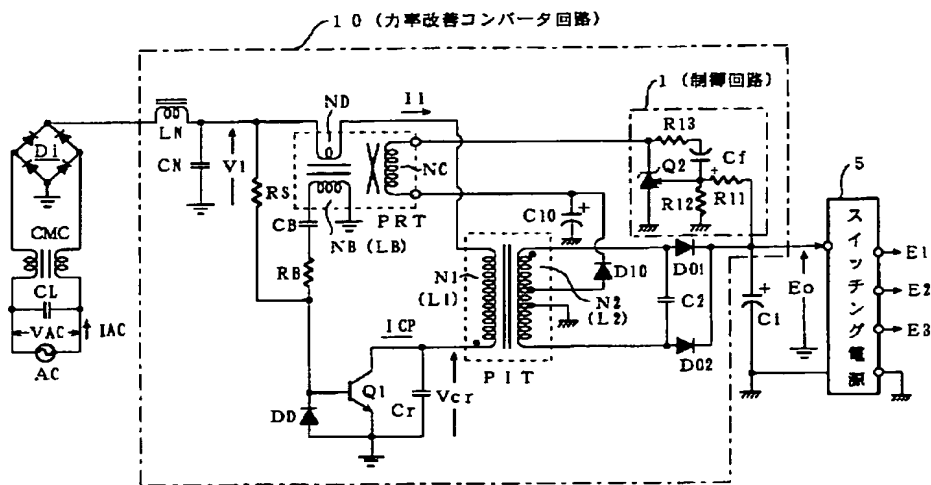
【図15】先行技術の力率改善アクティブフィルタの動作波形の説明図である。

【符号の説明】

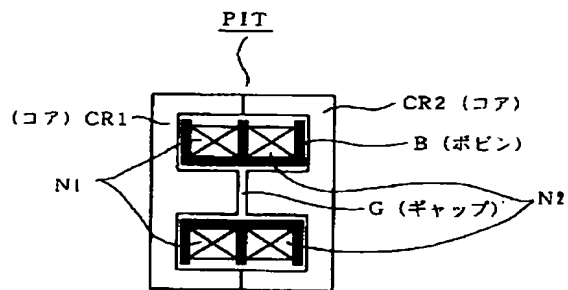
1 制御回路、10、11 力率改善コンバータ回路、Di ブリッジ整流回路、Ci 平滑コンデンサ、Cr 共振コンデンサ、C2 二次側並列共振コンデンサ、PRT 直交型制御トランス、PIT 絶縁コンバータトランス、MCT 磁気結合トランス、Q1、Q10 ス

40 イッチング素子

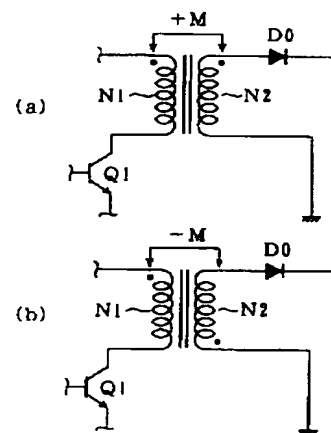
【図1】



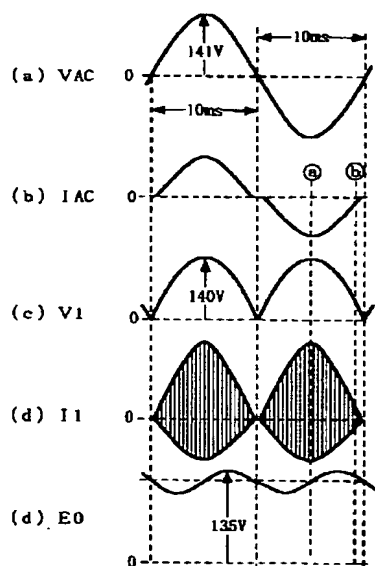
【図2】



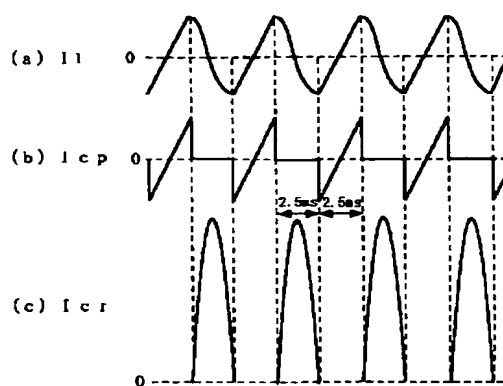
【図3】



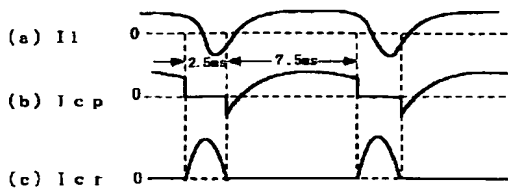
【図4】



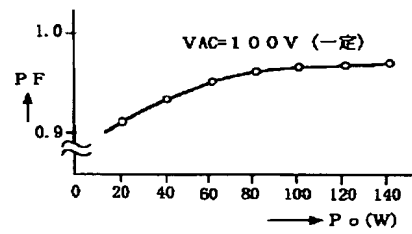
【図5】



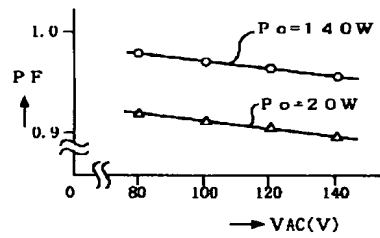
【図6】



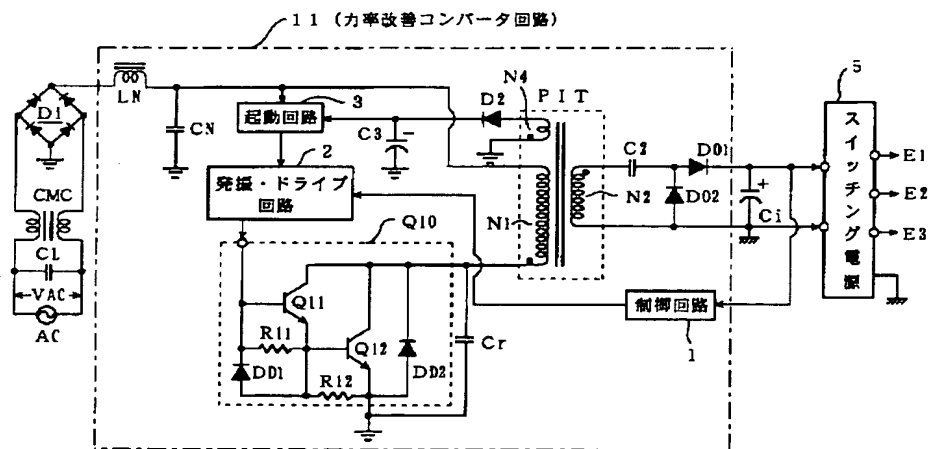
【図7】



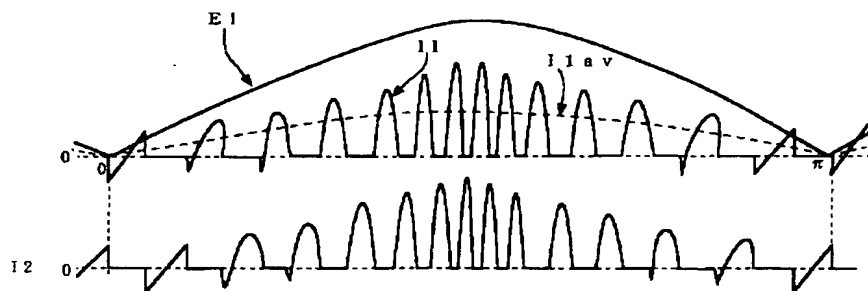
【図8】



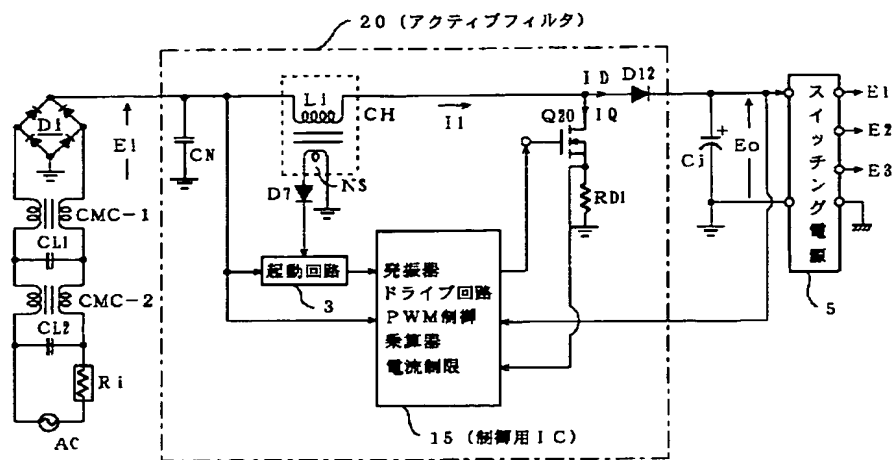
【図9】



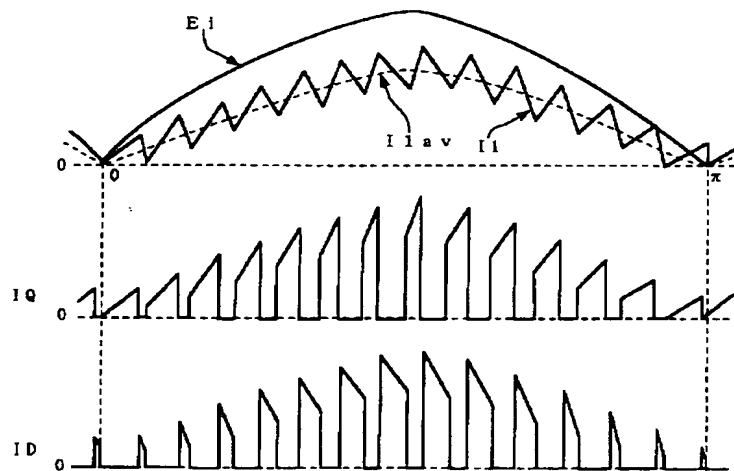
【図13】



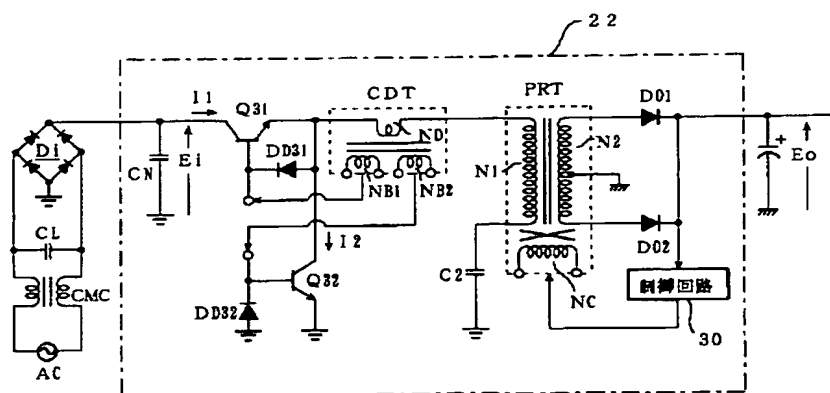
【図 10】



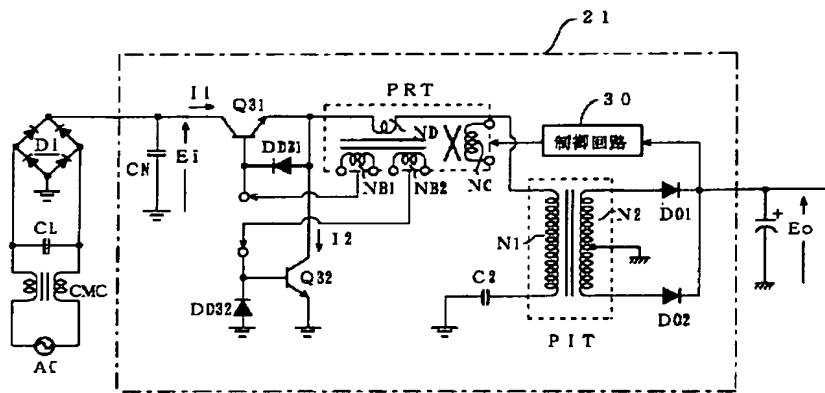
【図 11】



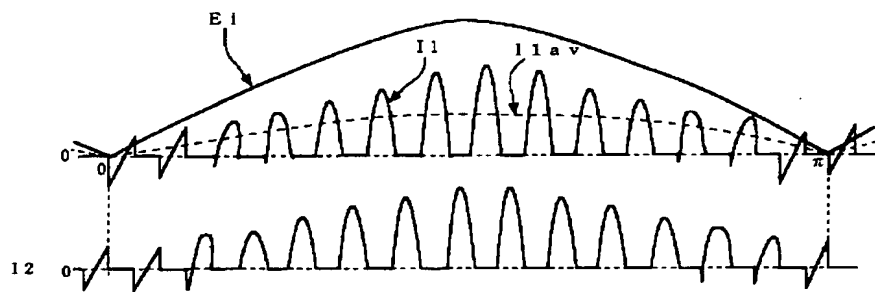
【図 14】



【図 12】



【図 15】



This Page Blank (uspto)